

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: Klaus FISCHER et al. Conf.:  
Appl. No.: **NEW** Group:  
Filed: March 29, 2004 Examiner:  
For: INTERFACE CIRCUIT  
FOR OPERATING  
CAPACITIVE LOADS

CLAIM TO PRIORITY

Assistant Commissioner for Patents  
Washington, DC 20231

March 29, 2004

Sir:

Applicant(s) herewith claim(s) the benefit of the  
priority filing date of the following application(s) for the  
above-entitled U.S. application under the provisions of 35  
U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55:

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
GERMANY	103 15 473.6	April 4, 2003

Certified copy(ies) of the above-noted application(s)  
is(are) attached hereto.

Respectfully submitted,

YOUNG & THOMPSON



\_\_\_\_\_  
Benoit Castel, Reg. No. 35,041

745 South 23<sup>rd</sup> Street  
Arlington, VA 22202

BC/lmt

Attachment(s): 1 Certified Copy(ies)

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 103 15 473.6

**Anmeldetag:** 04. April 2003

**Anmelder/Inhaber:** Patent-Treuhand-Gesellschaft für elektrische  
Glühlampen mbH, München/DE

**Bezeichnung:** Schnittstellenschaltung zum Betrieb von  
kapazitiven Lasten

**IPC:** H 02 M, H 05 B

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 16. Oktober 2003  
**Deutsches Patent- und Markenamt**

**Der Präsident**

Im Auftrag

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Faust'.

Faust

# **Patent-Treuhand-Gesellschaft für elektrische Glühlampen mbH., München**

## **Schnittstellenschaltung zum Betrieb von kapazitiven Lasten**

### **Technisches Gebiet**

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Betrieb kapazitiver Lasten am Netz am Beispiel von elektrischen Vorschaltgeräten für Lampen, insbesondere Niederdruckentladungslampen.

### **Stand der Technik**

Schaltungsanordnungen zum Betrieb von Niederdruckentladungslampen sind in vielfältigen Ausführungen bekannt. I. d. R. enthalten sie eine Gleichrichterschaltung zur Gleichrichtung einer Wechselspannungsversorgung und zum Aufladen eines häufig als Glättungskondensator bezeichneten Kondensators. Die an diesem Kondensator anliegende Gleichspannung dient zur Versorgung eines Wechselrichters bzw. Inverters (im Folgenden Inverter), der die Niederdruckentladungslampe betreibt. Ähnliche Gestaltungen sind auch für andere Lampentypen bekannt, beispielsweise in Form von elektronischen Transformatoren für Halogenlampen. Die Erfindung betrifft darüber hinaus ganz allgemein Schaltungsanordnungen zum Betrieb kapazitiver Lasten, wobei der Begriff "kapazitiv" den sog. Glättungskondensator am Eingang des Inverters meint. Unter kapazitiven Lasten sollen im folgenden insbesondere solche Lampen verstanden werden, die mit einem elektrischen Vorschaltgerät mit kapazitiven Eigenschaften ausgestattet sind.

## Darstellung der Erfindung

Der Erfindung liegt das technische Problem zu Grunde, eine Schaltungsanordnung zum Betrieb kapazitiver Lasten am Netz anzugeben, die erweiterte Einsatzmöglichkeiten für die Lasten, und zwar insbesondere für elektrische Lampen, schafft.

- 5 Erfindungsgemäß ist hierzu eine Schnittstellenschaltung zum Betrieb einer kapazitiven Last an einer Netzversorgungsschaltung, insbesondere einem Phasenanschnittsdimmer, vorgesehen, die dadurch gekennzeichnet ist, dass die Schnittstellenschaltung einen ersten Schalter aufweist, der ausgelegt ist, den Eingang der Last kurzzuschließen, wenn keine Netzversorgung an den  
10 Eingang der Last erfolgt.

- Beispielhaft richtet sich die Erfindung auf ein elektronisches Vorschaltgerät für eine Lampe mit einer integrierten Schnittstellenschaltung der oben erwähnten Art zum Betrieb der Lampe an einem Phasenanschnittsdimmer. Die Lampe ist vorzugsweise eine Niederdruckentladungslampe, die Erfindung ist  
15 jedoch auf andere Lampentypen wie z. B. Hochdruckentladungslampen oder Halogenlampen übertragbar.

- Die Erfinder sind von der Erkenntnis ausgegangen, dass die Möglichkeiten des Dimmens bzw. der Leistungsregulierung bei kapazitiven Lasten verbesserungswürdig sind. Insbesondere neigen kapazitive Lasten wie Niederdruckentladungslampen (CFL), die an Netzversorgungsschaltungen betrieben werden, bei nicht konstanter Leistungsversorgung, wie z. B. beim Dimmen, zu Instabilitäten. Dies äußert sich zum Beispiel bei CFLs durch ein Flackern, was allgemein als störend empfunden wird.  
20

- Zwar wurden bei CFLs bislang auch komplexe Pumpschaltungen (bekannt als Schaltungen zur Reduzierung der Netzstromoberschwingungen) eingesetzt, die längere Stromflusswinkel, also eine zeitlich verstetigte Stromaufnahme, und damit auch verbesserte Dimmmöglichkeiten ermöglichen. Als besonders störend wirkt sich dabei jedoch aus, dass diese Pumpschaltungen  
25

einen hohen Bauteileaufwand sowie eine deutlich komplexere Funkentstörung erforderlich machen. Nachteilig ist hierbei auch, dass die verwendeten Pumpschaltungen so ausgelegt sein müssen, dass beim Betrieb dieser Lampen ohne Dimmer die auftretenden Netzstromüberschwingungen die geltenden Grenzwerte nicht übersteigen. Ein weiterer Nachteil besteht darin, dass bei den meisten Pumpschaltungen die Pumpleistung von der momentanen Spannung des Gleichspannungszwischenkreises abhängt und sich somit Unsymmetrien des Dimmers zwischen zwei aufeinanderfolgenden Netzhalbwellen aufgrund von Mitkopplungseigenschaften der eingesetzten Pumpschaltung verstärken können, was zu deutlichen Flackererscheinungen führen kann.

Der Grundgedanke der Erfindung besteht darin, die erwähnten kapazitiven Lasten durch eine Schnittstellenschaltung mit Dimmerschaltungen kompatibel zu machen und dabei die erwähnten Instabilitäten zu vermeiden. Dabei richtet sich die Erfindung insbesondere auf den Betrieb an Phasenanschnittsdimmern, die in Folge der zeitlich unstetigen Stromaufnahme der kapazitiven Last – wenn nämlich der Momentanwert der anliegenden Wechselspannung größer als die an dem Kondensator anliegende Spannung ist – bei kapazitiven Lasten auf Schwierigkeiten stoßen. Die erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung soll dabei auch in den übrigen Zeiten einen Stromfluss durch den Phasenanschnittsdimmer ermöglichen, so dass ein in dem Dimmer enthaltenes Zeitglied von diesem Strom durchflossen wird.

Hierzu wird ein Schalter, vorzugsweise ein erster Transistor, der Schnittstellenschaltung immer eingeschaltet, sobald die Netzwechselspannung ihren Nulldurchgang erreicht. Das Einschalten des Transistors kann alternativ auch kurze Zeit nach dem Nulldurchgang erfolgen. Der erste Schalter wird vorzugsweise sofort wieder ausgeschaltet, sobald der Momentanwert der Netzspannung an die Last angelegt wird. Dadurch ist es bei Einsatz an einem Dimmer möglich, dass der zum Aufladen des dimmerinternen Zeitkondensators erforderliche Strom nur durch den Widerstandswert des Dimmer-

zeitglieds definiert wird und nahezu ungedämpft durch die Last fließen kann. Es entsteht insbesondere praktisch keine zusätzliche Stromdämpfung. Die Steuerung des Schalters erfolgt vorzugsweise über einen zweiten Schalter, vorzugsweise über einen zweiten Transistor. Vorzugsweise ist dieser zweite  
5 Transistor am Lasteingang über zwei Widerstände mit der Netzversorgung selbst (also vor der Gleichrichtung) verbunden. Hierdurch kann der zweite Transistor die Eingangsspannung an der Last praktisch „auslesen“ und feststellen, wann eine Leistungsversorgung erfolgt und der Schalter ein- bzw. auszuschalten ist, ohne dabei von der Gleichrichterschaltung oder etwa Filterkapazitäten gestört zu werden.

Die erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung kann weiter eine Steuerschaltung aufweisen, die ein von der Netzversorgung zur Verfügung gestelltes Signal, vorzugsweise die Versorgungsspannung selbst, auswertet. Hierzu kann zum Beispiel das Tastverhältnis des ersten Transistors ausgewertet und ein  
15 hierzu proportionales Signal erzeugt werden, das zur Regelung der Leistungsaufnahme der Last eingesetzt werden kann.

Eine bevorzugte Ausgestaltung dieser Steuerschaltung weist eine Parallelschaltung aus einer Serienschaltung mit einem dritten Widerstand und einem dritten Transistor, dessen Basis mit der Basis des ersten Transistors verbunden ist, einem zweiten Glättungskondensator und einem vierten Widerstand  
20 auf, wobei die Parallelschaltung mit einem fünften Widerstand in Reihe geschaltet ist, wobei der Abgriff des Steuersignals für die Steuerung der Leistungsaufnahme der Last zwischen dem vierten Widerstand und dem fünften Widerstand vorgesehen ist. Der fünfte Widerstand kann dabei in Reihe mit  
25 der genannten Parallelschaltung parallel zur Last geschaltet sein. Alternativ ist es möglich, den fünften Widerstand beispielsweise im zur Versorgung der Last vorgesehenen Inverter zu integrieren. Im Gegensatz zum ersten Fall, in dem der fünfte Widerstand hochohmig sein muss, kann im letzteren Fall der fünfte Widerstand niederohmig sein, so dass Spannungsverluste reduziert  
30 werden können. Zur Erläuterung wird auf das Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 5 verwiesen.

- Das oben dargelegte Funktionsprinzip lässt sich für alle gängigen Netzspannungen unabhängig von der tatsächlichen Eingangsschaltung von Lasten anwenden. Sie eignet sich sowohl für Lasten mit einer Brückengleichrichtung im Eingang und einer einzelnen Sieb- oder Glättungskapazität als auch für andere Eingangsschaltungen, die z.B. mindestens zwei Dioden und mindestens zwei Glättungskondensatoren (sog. „3D-2C-Schaltung“ vgl. Fig. 4b oder „Spannungsverdoppler“ vgl. Fig. 4c) aufweisen. Bei der „2C-3D-Schaltung“ wird anstelle eines einzelnen Glättungskondensators eine Anordnung aus 2 Kondensatoren und 3 Dioden verwendet. Beim Spannungsverdoppler werden zwei Kondensatoren über zwei Dioden netzseitig angeschlossen und mit der Inverterschaltung verbunden. Hierdurch kann der Last insgesamt die doppelte Netzspitzenspannung zur Verfügung gestellt werden, was zum Beispiel ermöglicht, Lampen, die für ein 220 V-Netz ausgelegt sind an einer 110 V-Netzversorgung zu betreiben.
- Die erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung kann in einem eigenen Gehäuse separat ausgeführt sein, um sie zum Beispiel parallel zu mehreren kapazitiven Teillasten an einem Dimmer anzuschließen. Dadurch können mehrere kapazitive Lasten ohne integrierte Schnittstellenfunktion an einem Dimmer kostengünstig betrieben werden.
- Sie kann aber auch vorteilhaft mit einem elektronischen Vorschaltgerät und insbesondere in einer Kompaktleuchtstofflampe integriert sein.

### **Kurze Beschreibung der Zeichnungen**

- Im Folgenden soll die Erfindung anhand mehrerer Ausführungsbeispiele näher erläutert werden. Die Ausführungsbeispiele zeigen dabei den bevorzugten Einsatz der Schnittstellenschaltung zum Betrieb mit einer CFL an einem Phasenanschnittsdimmer. Es zeigen:

Figur 1 eine Schaltung eines herkömmlichen Phasenanschnittsdimmers, an dem eine kapazitive Last betrieben wird,

- Figur 2 den Spannungs-Stromverlauf für eine Schnittstellenschaltung gemäß Figur 4a, wobei a) der Verlauf der Netzspannung der Last, b) der Ladestrom eines Glättungskondensators an der Last, c) die Steuerung des zweiten Transistors und d) der Spannungsverlauf am Kollektor des zweiten Transistors als Funktionen der Zeit zeigt,
- Figur 3 eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit einer separaten Schnittstellenschaltung,
- Figur 4a einen beispielhaften Aufbau für eine erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung,
- Figur 4b einen zu Figur 4a ähnlichen Aufbau der Schnittstellenschaltung, wobei der Glättungskondensator durch eine Kondensator/Diodenschaltungsanordnung ersetzt ist;
- Figur 4c eine für die Ausführungsform nach Fig. 3 beispielhafte Schaltungsanordnung in Verbindung mit einer Spannungsverdopplerschaltung;
- Figur 5 eine weitere erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit einer Steuerschaltung (REG) zu Bildung eines zum Phasenanschnittwinkel des Dimmers proportionalen Signals.

### Bevorzugte Ausführungen der Erfindung

- Ein Beispiel für den Einsatz der erfindungsgemäßen Schnittstellenschaltung ist in Fig. 1 gezeigt. Zu sehen ist eine Schaltung, in der eine Kompakt-Leuchtstofflampe CFL über eine Wechselspannungs-Netzversorgung betrieben wird. Die Last CFL wird von dieser Spannungsquelle über einen Phasenanschnittsdimmer (zwischen den Punkten N und P) versorgt. Phasenanschnittsdimmer liefern eine periodische Netzversorgung an die Last, die durch Zünden eines Leistungsschalters Triac über ein variables Zeitglied Diac, TR, TC freigeschaltet wird. Durch die erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung kann das Zeitglied auch im nicht leitenden Zustand des Leistungs-



schalters (wenn also keine Netzspannung an die Last gelegt wird) arbeiten. Die eigentliche Last ist bei nicht vorhandener Leistungsversorgung für das Zeitglied nicht vorhanden, so dass die Schaltungsanordnung der eigentlichen Last keinen Einfluss auf den Zündvorgang des Leistungsschalters hat. So  
5 kann vermieden werden, dass etwa Phasenverschiebungen auftreten, die die Zündzeitpunkte in jeder Netzhalbwellen verschieben und bei der Last letztlich zu unerwünschten Flackererscheinungen oder dergleichen führen können.

Neben dem Leistungsschalter Triac und dem Zeitglied, das aus einem Diac, einem Kondensator TC und einem regelbaren Widerstand TR gebildet wird,  
10 sind in der Dimmerschaltung üblicherweise noch eine Sicherung F und zur Glättung und Funkentstörung außerdem ein Kondensator C und eine Induktivität L vorgesehen. Die Schnittstellenschaltung kann in das Vorschaltgerät der Lampe CFL integriert werden; diese Ausführung ist detailliert in Figur 4a und 4b zu sehen. Die Last CFL kann auch mit separater Schnittstellenschaltung  
15 betrieben werden. Figur 3 zeigt schematisch einen solchen Aufbau für den Betrieb mehrerer Lampen CFL (CFL 1, CFL 2, CFL 3) an einem einzigen Dimmer unter Verwendung einer separaten Schnittstellenschaltung IF.

Die Funktion der Schnittstellenschaltung wird anhand von Figur 4a beschrieben, in der ein beispielhafter Schaltungsaufbau gezeigt ist, der das oben be-  
20 schriebene Funktionsprinzip realisiert.

Die Netzwechselspannung wird in einem Gleichrichter GL in eine pulsierende Gleichspannung umgewandelt.

Ein Kondensator C1 wird über eine Diode D1 und den Gleichrichter GL auf den Spitzenwert der an die Last angelegten Eingangsspannung aufgeladen  
25 und stellt beispielsweise einem nicht näher beschriebenen Inverter INV (oder Wechselrichter) eine Gleichspannung zur Verfügung, die in diesem in eine hochfrequente Wechselspannung zur Versorgung einer Niederdruckentladungslampe LP mit vorgebbarem Lampenstrom umgewandelt wird.

Die erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung IF wird im in Figur 4 gezeigten Beispiel durch die Widerstände R1, R2, R3, R4, die Diode D1, die Wider-  
30

stände R5, R6, und die Transistoren T1 und T2 gebildet. Die Schaltstrecke des ersten Transistors T1 verläuft in Serie mit der Diode D1 parallel zum Glättungskondensator C1, der die für die Inverterschaltung INV zum Erzeugen einer Hochfrequenzwechselspannung für die Lampe LP nötige Spannung liefert. Der Transistor schließt die Versorgungseingänge der Last kurz. Ein zweiter Transistor T2 dient zum Ein- bzw. Ausschalten des Transistors T1 und ist mit seinem Kollektor (über einen Widerstand R5) mit der Basis des Transistors T1 verbunden. Die Schaltstrecke des zweiten Transistors T2 verläuft dabei parallel zur Serienschaltung aus dem Widerstand R5 und der Steuerstrecke vom ersten Transistor T1 (T2 schaltet also T1 aus und ein). So kann der erste Transistor ausgeschaltet werden, indem der zweite Transistor eingeschaltet wird.

Die Funktionsweise der Schaltung ist die folgende: Der Transistor T1 bildet in eingeschaltetem Zustand über den Brückengleichrichter GL einen Kurzschluss zwischen den beiden Netzeingangsanschlüssen. Die Polung der Diode D1 verhindert, dass der Transistor T1 im eingeschalteten Zustand auch den Kondensator C1 kurzschließt. Durch die Anordnung des Transistors T1 am Ausgang des Brückengleichrichters GL wird erreicht, dass die Eingangsimpedanz der Last (CFL) sowohl bei positiven als auch bei negativen Halbwellen der Netzwechselspannung ( $V_S$ , siehe Figur 1) auf ein Minimum („Kurzschluss“) reduziert ist.

Mit den Widerständen R1, R2 und R3 wird ein Abbild der momentanen Eingangsspannung der Schaltung gebildet und über den Widerstand R4 an die Basis des Transistors T2 angelegt.

Die Anordnung der Widerstände R1 und R2, die erfindungsgemäß netzseitig angeschlossen sind, stellt sicher, dass die Nulldurchgänge der Netzeingangsspannung (Umkehrung der Polarität von  $V_S$ ) sicher und unabhängig von eventuell vorhandenen Filterkapazitäten oder auch parasitären Kapazitäten detektiert werden können.

Der Transistor T1 wird bei ausgeschaltetem Transistor T2 über die Widerstände R5 und R6 eingeschaltet. Allerdings kann T1 statt von C1 über R6 und R5 auch durch ein zeitkontinuierliches Signal, das in der Last bzw. dem Inverter INV verfügbar (beispielsweise die Versorgung eines im Inverter INV vorhandenen Steuer-IC) ist, eingeschaltet werden.

Wenn T2 durch einen positiven, ausreichend großen Spannungsabfall an R3 über R4 eingeschaltet wird, wird der Transistor T1 ausgeschaltet. Die Widerstände R4 und R5 dienen dabei der Verbesserung des Schaltverhaltens von T2 und T1.

10 Durch die invertierende Funktion von T2 wird erreicht, dass T1 immer während der Zeit  $t_a$  (vgl. Fig. 2) eingeschaltet ist, in der der Momentanwert der Netzwechselspannung VS über dem Dimmer ansteht und der im Dimmer als Schaltelement vorgesehene Triac nicht leitend ist. Sobald der Triac im Dimmer gezündet wird (Zeitpunkt  $t_2$  in Figur 2) und dadurch der Momentanwert  
15 der Netzwechselspannung VS an die Last (CFL) gelegt wird, wird T1 ausgeschaltet und der Kondensator C1 wird über D1 auf den Spitzenwert der Eingangsspannung der Last (CFL) aufgeladen (vgl. Zeit  $t_b$  in Figur 2b).

Als Transistor T1 kann ein Kleinleistungstransistor verwendet werden, der zwar eine Durchbruchsspannung größer als die maximale Netzspannung VS aufweisen muss, an den jedoch bezüglich der Stromtragfähigkeit und Stromverstärkung keinerlei kritische Anforderungen gestellt werden.

Der als Schalttransistor arbeitende Transistor T2 wird üblicherweise mit einer kleinen Basis/Emitterspannung von etwa 0,6 V betrieben. Diese Spannung ist jedoch temperaturabhängig, so dass infolge des Betriebs der Schaltung und  
25 der damit verbundenen Temperaturänderung die Schaltspannung variieren kann (beispielsweise zwischen 0,4 V und 0,6 V). Deshalb könnten ggf. Maßnahmen ergriffen werden, die die temperaturabhängige Schwankung der Steuerspannung kompensieren. Beispielsweise kann zu diesem Zweck eine Zenerdiode in Serie zu dem in Figur 4a gezeigten Widerstand R4 geschaltet  
30 werden. Dadurch kann die über R3 abfallende Spannung (beispielsweise um

20 V) erhöht werden, so dass die relative Schwankung der zum Einschalten des Transistors T2 erforderlichen Spannung verkleinert wird.

Die erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung funktioniert unabhängig von der verwendeten Eingangsschaltung für die Lampe. Figur 4b zeigt eine Variante der Eingangsschaltung, bei der der in Figur 4a gezeigte einzelne Kondensator C1 durch eine Schaltung aus drei Dioden D2 – D4 und 2 Kondensatoren C1a, C1b („2C-3D-Schaltung“) ersetzt ist. Im Betrieb erfolgt in dieser (Puffer-) Schaltung eine serielle Aufladung der beiden Kondensatoren.

Soll, wie in Figur 3 gezeigt, die Schnittstellenfunktion als separates Gerät IF ohne Last aufgebaut werden, ist es erforderlich, den zum Einschalten des Transistors T1 erforderlichen Strom über einen Widerstand aus einem zusätzlichen Kondensator zu speisen. In diesem Fall kann dieser Kondensator eine relativ geringe Kapazität haben, da er nicht die Energie zum Speisen einer Last sondern nur die Energie zur Steuerung von T1 über R6 bereitstellen muss. Ein Beispiel für eine derartige Schaltung ist in Figur 4c gezeigt. Die Last ist dabei über eine aus zwei Dioden D2, D3 und zwei Kondensatoren C1a, C1b bestehende, als „Spannungsverdoppler“ dienende Eingangsschaltung mit dem Netz verbunden. Die Schnittstellenschaltung ist parallel dazu geschaltet und enthält einen (oben erwähnten) Kondensator C3. Bei dieser „Spannungsverdoppler“-Schaltung werden die Kondensatoren C1a und C1b abwechselnd (d. h. einer durch die positive und der andere durch die negative Netzhalbperiode) auf die Netzspitzenspannung aufgeladen. Insgesamt steht der Last INV, LP damit die doppelte Netzspitzenspannung zur Verfügung. Diese Schaltung kann ausgenutzt werden, um beispielsweise Lampen LP, die für 220 V-Netze ausgelegt sind, an einem 110 V-Netz (wie z. B. in den USA) zu betreiben.

Die Erfindung kann auch zur Steuerung der Leistungsaufnahme einer Last eingesetzt werden. Zur Steuerung der Leistungsaufnahme einer Last (CFL) bzw. zur Helligkeitssteuerung einer Niederdruckentladungslampe (LP) ist es erforderlich, ein zu dem am Dimmer eingestellten Phasenanschnittwinkel

proportionales Signal zu erzeugen, das beispielsweise für eine Regelung des Lampenstroms in einem Inverter als Sollwert benötigt wird.

Vorzugsweise soll dabei die Größe des Sollwerts umgekehrt proportional zum Phasenanschnittwinkel sein (großer Sollwert bei geringem Phasenanschnittwinkel); auf diese Weise erhält man bei der in Figur 5 gezeigten Anordnung bei „wenig“ Dimmen (d. h. hoher Helligkeit bei einer Lampe) einen hohen Sollwert und umgekehrt. Es ist jedoch auch die Erzeugung eines direkt proportionalen Verhältnisses zwischen Phasenanschnittwinkel und Sollwert möglich.

10 Erfindungsgemäß wird das genannte Signal aus dem Tastverhältnis des Transistors T1 abgeleitet. Dieses Tastverhältnis entspricht dem Verhältnis der Zeiten  $t_a$  (Triac ausgeschaltet) und  $t_b$  (Triac teilweise eingeschaltet) innerhalb einer Netzhalbperiode (vgl. Figur 2a).

Eine beispielhafte Schaltung zur Realisierung dieser Steuerung ist in Figur 5  
15 gezeigt. Gezeigt ist eine Ausführungsform, bei der die Schnittstellenschaltung IF (wie in Figur 4) in die Last integriert ist und zwischen Gleichrichter GL und Glättungskondensator C1 geschaltet ist. Zwischen Schnittstellenschaltung IF und Glättungskondensator C1 ist eine Steuerschaltung REG als Teil der Schnittstellenschaltung IF oder separat von dieser geschaltet. Die Steuerein-  
20 heit umfasst einen dritten Transistor T3, dessen Basis mit dem Kollektor des zweiten Transistors T2 (über den Widerstand R7) verbunden ist und der in Serie mit dem Widerstand R9 Teil einer Parallelschaltung aus einem weiteren Glättungskondensator C2 und einem Widerstand R10 ist. Diese Parallelschaltung ist in Reihe mit einem weiteren Widerstand R8 geschaltet, so dass  
25 diese Reihenschaltung parallel zum Glättungskondensator C2 verläuft. Zur Steuerung der Leistungsaufnahme der Lampe LP wird der durch den Kondensator C2 geglättete Spannungsabfall über eine Leitung als Steuersignal DL ausgekoppelt.

Zur Bildung eines Gleichspannungssignals, dessen Größe proportional zum Tastverhältnis  $t_a / t_b$  ist, werden die Widerstände R7, R8, R9 und R10 sowie der Glättungskondensator C2 und der Transistor T3 verwendet.

5 Durch das Verhältnis der Widerstandswerte von R8 und R10 wird ein Maximalwert für das an den Inverter INV weitergegebene Signal DL definiert. Dieses Signal DL dient im Inverter als Sollwertgröße für eine Regelung oder Steuerung der Leistungsaufnahme der Last bzw. der Helligkeit einer Lampe LP. Diese Größe DL kann dann im Inverter INV z. B. über eine integrierte Schaltung verarbeitet werden, die die Leistungsaufnahme (Helligkeit) der  
10 Lampe LP entsprechend regelt. Der durch R8 und R10 definierte Maximalwert von DL definiert die maximale Leistungsaufnahme der Last bzw. die maximale Helligkeit der Lampe.

Wenn der Transistor T3 dauerhaft eingeschaltet ist, wird durch das Verhältnis aus dem Widerstandswert von R8 und dem Gesamtwiderstand der Parallelschaltung von R10 und R9 ein Minimalwert für das an den Inverter INV weitergegebene Signal DL definiert.  
15

Durch das Schalten des Transistors T3, das zeitlich dem von T1 entspricht, stellt sich für DL eine vom Tastverhältnis von T1 bzw. T3 abhängige und durch den Kondensator C2 geglättete Gleichspannung ein. Der Widerstand R7 dient dabei der Verbesserung des Schaltverhaltens von T3.  
20

Anstelle der Speisung des Signals DL über R8 aus dem Kondensator C1 kann auch ein anderes Signal verwendet werden, das in der hier nicht näher beschriebenen Inverterschaltung INV vorhanden ist.

## Ansprüche

1. Schnittstellenschaltung (IF) zum Betrieb einer kapazitiven Last (CFL) an einer Netzversorgungsschaltung, insbesondere einem Phasenschnittsdimmer, dadurch gekennzeichnet, dass die Schnittstellenschaltung einen ersten Schalter (T1) aufweist, der ausgelegt ist, den Eingang der Last (CFL) kurzzuschließen, wenn keine Netzversorgung an den Eingang der Last (CFL) erfolgt.  
5
2. Schnittstellenschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass als Schalter zum Kurzschließen ein erster Transistor (T1) vorgesehen ist.
3. Schnittstellenschaltung nach einem der vorherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass weiter ein zweiter Schalter (T2) vorgesehen ist, der ausgelegt ist, den Kurzschluss des Eingangs der Last (CFL) aufzuheben, wenn eine Netzversorgung an den Eingang der Last (CFL) erfolgt.  
10
4. Schnittstellenschaltung nach Anspruch 3 dadurch gekennzeichnet, dass der zweite Schalter ein zweiter Transistor (T2) ist.  
15
5. Schnittstellenschaltung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Basis des zweiten Transistors (T2) über einen ersten und einen zweiten Widerstand (R1, R2) mit jeweils einem netzseitigen Eingang eines Gleichrichters (GL) verbunden ist.
6. Schnittstellenschaltung nach einem der vorherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine Steuerschaltung (REG) vorgesehen ist, die ausgelegt ist, ein von der Netzversorgungsschaltung erzeugtes Signal auszuwerten und ein Signal (DL) zur Steuerung der Leistungsaufnahme der Last (CFL) zu erzeugen.  
20

7. Schnittstellenschaltung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass es sich bei dem Signal der Netzversorgungsschaltung um die Versorgungsspannung (VS) handelt.
- 5 8. Schnittstellenschaltung nach einem der Ansprüche 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuerschaltung (REG) ausgelegt ist, auf der Grundlage des Tastverhältnisses des Schalters (T1) ein dazu proportionales Signal (DL) zur Steuerung der Leistungsaufnahme der Last (CFL) zu erzeugen.
- 10 9. Schnittstellenschaltung nach einem der Ansprüche 6 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuerschaltung (REG) eine Parallelschaltung aus einer Serienschaltung aus einem dritten Widerstand (R9) und einem dritten Transistor (T3), dessen Basis mit der Basis des ersten Transistors (T1) verbunden ist, einem Glättungskondensator (C2) und einem vierten Widerstand (R10) aufweist, wobei die Parallelschaltung mit einem fünften  
15 Widerstand (R8) in Reihe geschaltet ist, wobei der Abgriff des Steuersignals (DL) für die Steuerung der Leistungsaufnahme der Last zwischen dem vierten Widerstand (R10) und dem fünften Widerstand (R8) vorgesehen ist.
- 20 10. Schnittstellenschaltung nach einem der vorherigen Ansprüche, die separat von Last (CFL1, CFL2, CFL3) und Netzversorgung in einem getrennten Aufbau ausgeführt ist.
- 25 11. Schaltungsanordnung zum Betrieb von kapazitiven Lasten, insbesondere Niederdruckentladungslampen, am Netz mit einem Phasenanschnittsdimmer, der einen Leistungsschalter (Triac) und ein Zeitglied (Diac, TR, TC) aufweist, und der kapazitiven Last (CFL), dadurch gekennzeichnet, dass zwischen der Last (CFL) und dem Phasenanschnittsdimmer eine Schnittstellenschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 10 vorgesehen ist.



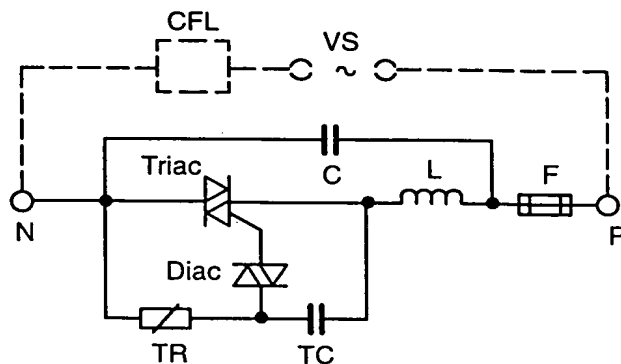
12. Elektronisches Vorschaltgerät für eine Lampe mit einer integrierten Schnittstellenschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 9 zum Betrieb an einem Phasenanschnittsdimmer.

## **Zusammenfassung**

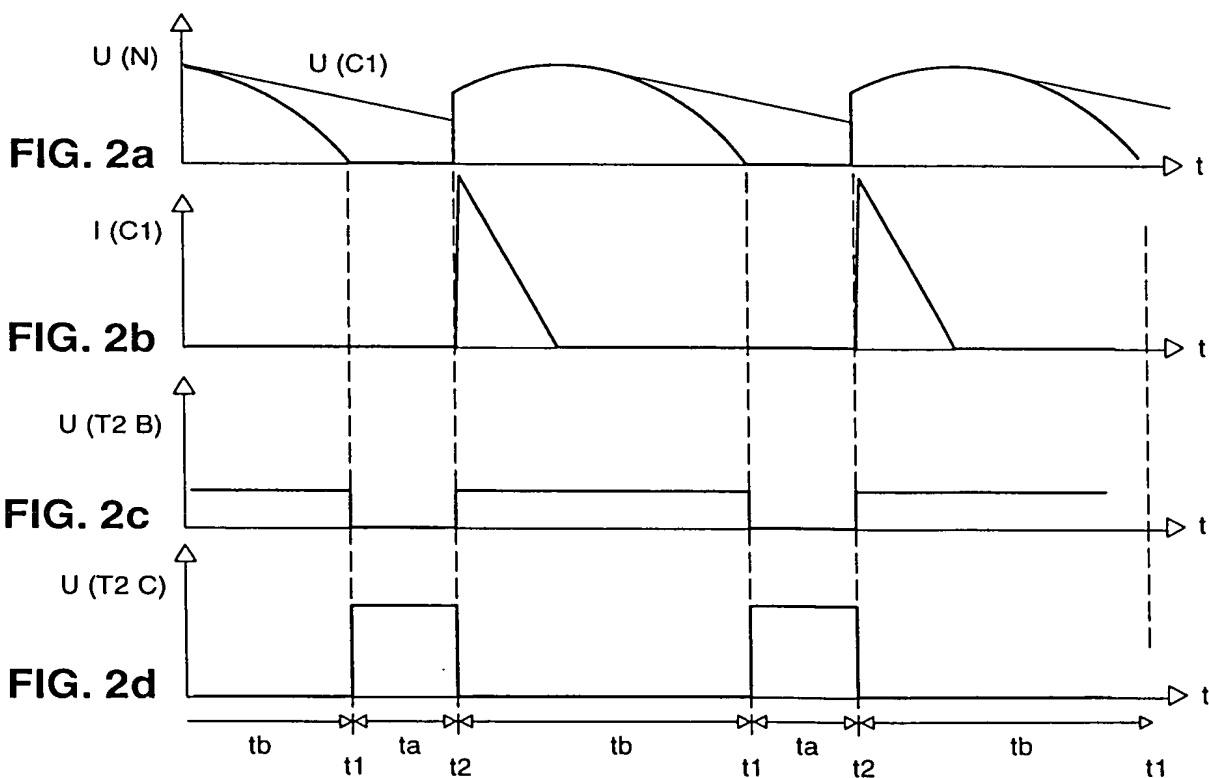
### **Schnittstellenschaltung zum Betrieb von kapazitiven Lasten**

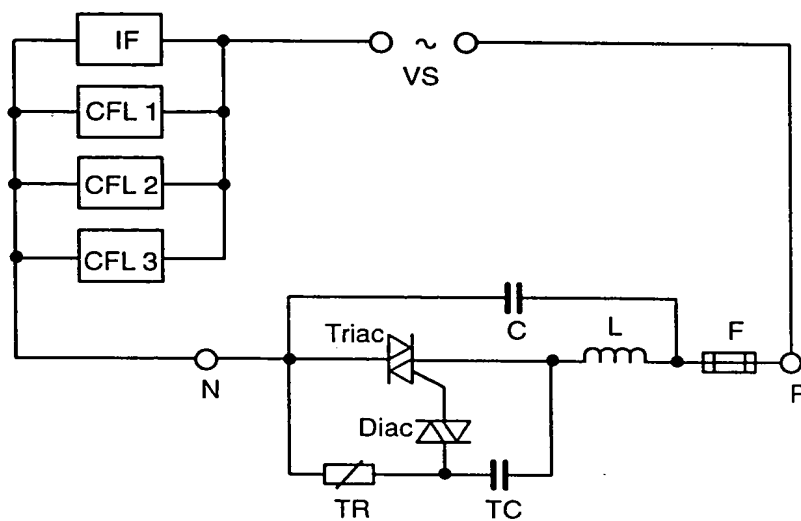
Die Erfindung betrifft eine Schnittstellenschaltung, die sich zum Betrieb von kapazitiven Lasten wie elektrische Vorschaltgeräte für Lampen an einer Netzversorgungsschaltung, insbesondere einem Phasenanschnittsdimmer, eignet. Die erfindungsgemäße Schnittstellenschaltung schließt den Lasteingang kurz, wenn die Netzversorgungsschaltung keine Lastversorgung durchführt.

Fig. 4  $\alpha$

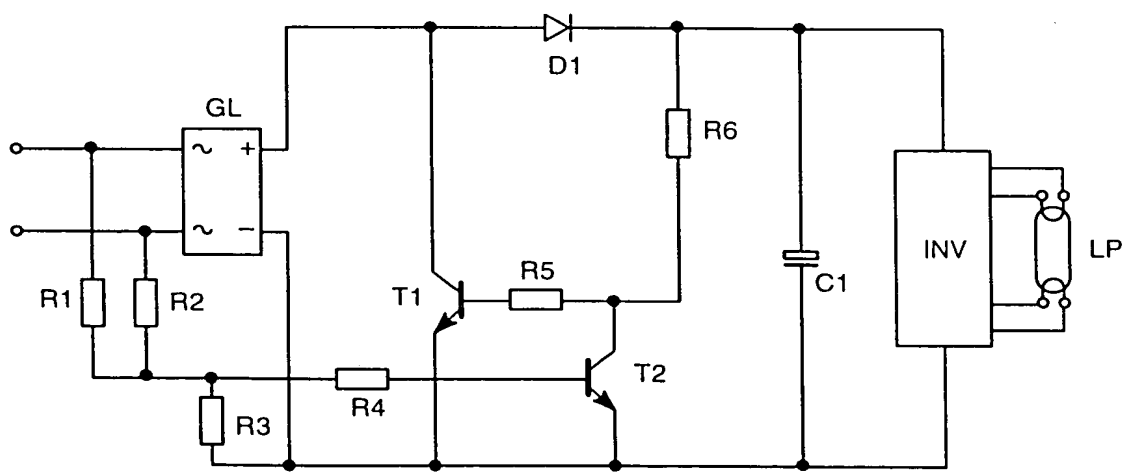


**FIG. 1**





**FIG. 3**



**FIG. 4a**

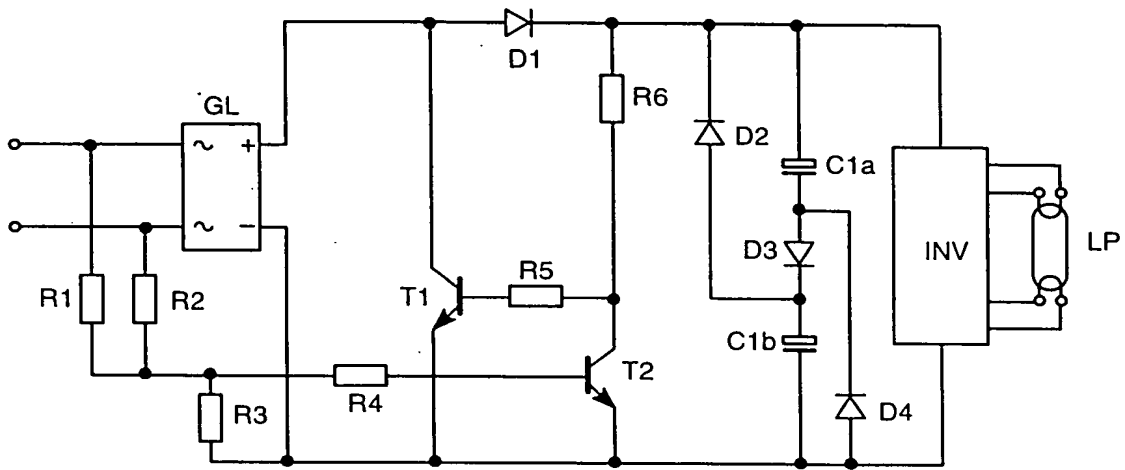


FIG. 4b

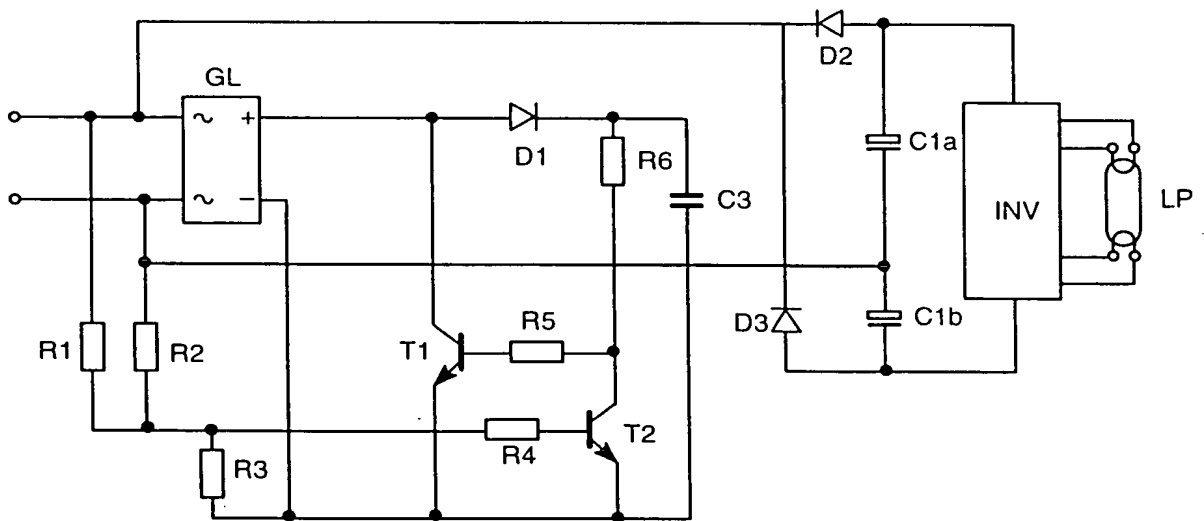


FIG. 4c

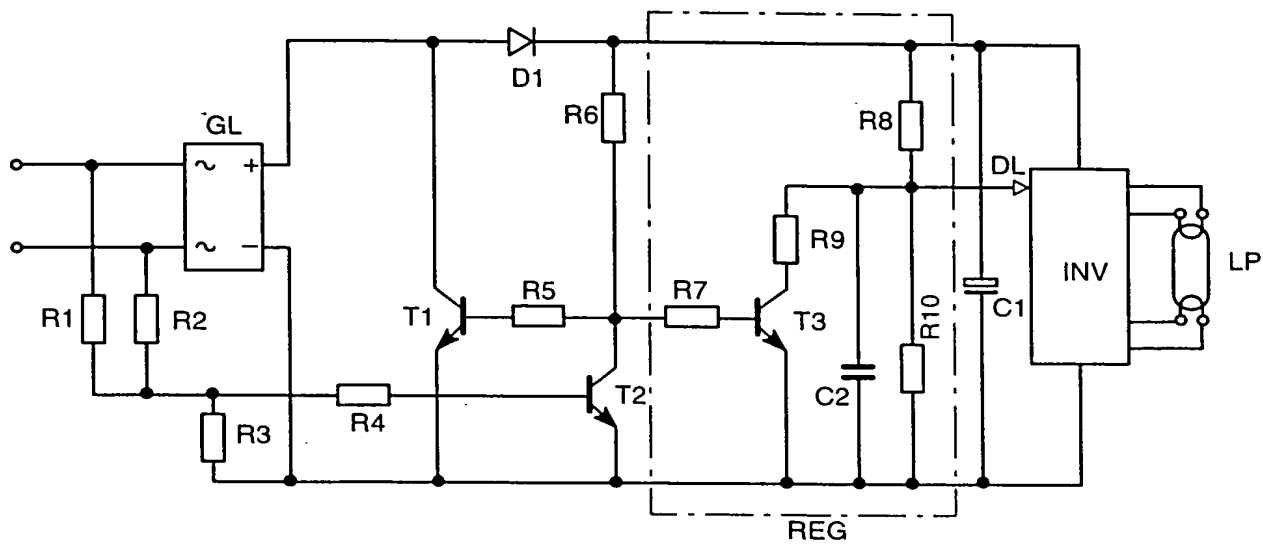


FIG. 5